

This Page Is Inserted by IFW Operations
and is not a part of the Official Record

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images may include (but are not limited to):

- BLACK BORDERS
- TEXT CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- FADED TEXT
- ILLEGIBLE TEXT
- SKEWED/SLANTED IMAGES
- COLORED PHOTOS
- BLACK OR VERY BLACK AND WHITE DARK PHOTOS
- GRAY SCALE DOCUMENTS

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

**As rescanning documents *will not* correct images,
please do not report the images to the
Image Problem Mailbox.**

RECORDED INFORMATION REPRODUCING DEVICE

Patent Number: JP9320206
Publication date: 1997-12-12
Inventor(s): HAYASHI HIDEKI;; UMEZAWA MASARU
Applicant(s): PIONEER ELECTRON CORP.
Requested Patent: ☐ JP9320206
Application Number: JP19960131786 19960527
Priority Number(s):
IPC Classification: G11B20/14; G11B7/00
EC Classification:
Equivalents:

Abstract

PROBLEM TO BE SOLVED: To reproduce information with high reliability by setting respective estimated values to a value equal to a sample value on a position nearest a zero-cross time in a read sample system and the sample value adjacent to front/ rear of the zero-cross sample.

SOLUTION: An estimated value generation circuit 16 extracts first the zero- cross sample V being on the position, nearest the zero-cross time in the read sample series (p) and a positive sample U and a negative sample W adjacent to the front/rear of the sample V. Then, the means levels of these samples U, V and W are obtained and are made respectively the estimated values y_0 , $y_{<+>}$ and $y_{<->}$ and supplied to a viterbi decoder 17. The decoder 17 seeks the square errors between the series (p) and respective estimated values y_0 , $y_{<+>}$ and $y_{<->}$, and the system, so that the cumulative value of the square values becomes minimum is decoded as a maximal likelihood data system to be supplied to an RLL decoder 18.

Data supplied from the esp@cenet database - 12

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平9-320206

(43) 公開日 平成9年(1997)12月12日

(51) Int.Cl. ⁸	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
G 1 1 B 20/14	3 4 1	9463-5D	G 1 1 B 20/14	3 4 1 B
7/00		9464-5D	7/00	Q

審査請求 未請求 請求項の数 4 O L (全 9 頁)

(21) 出願番号 特願平8-131786

(22) 出願日 平成8年(1996)5月27日

(71) 出願人 000005016

バイオニア株式会社

東京都目黒区目黒1丁目4番1号

(72) 発明者 林 英樹

埼玉県所沢市花園4丁目2610番地バイオニア株式会社所沢工場内

(72) 発明者 梅澤 勝

埼玉県所沢市花園4丁目2610番地バイオニア株式会社所沢工場内

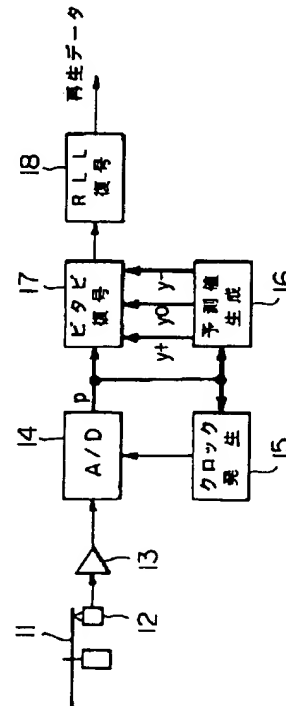
(74) 代理人 弁理士 藤村 元彦

(54) 【発明の名称】 記録情報再生装置

(57) 【要約】

【課題】 小なる回路規模にて高密度記録媒体から高い信頼性をもって情報再生を行える記録情報再生装置を提供することを目的とする。

【解決手段】 ビタビ復号器における予測値の各々を、記録媒体から読み取られた読取信号をサンプリングして得られた読取サンプル系列中におけるゼロクロス時点に最も近い位置に存在するゼロクロスサンプルの値、及びゼロクロスサンプルの前後に隣接するサンプルの値の夫々に等しい値に設定する。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 記録媒体に記録された情報データの再生を行う記録情報再生装置であって、前記記録媒体から記録情報の読み取りを行ってアナログの読取信号を得る情報読取手段と、前記読取信号をサンプリングしてデジタルの読取サンプル系列に変換する A/D 変換器と、前記読取サンプル系列と複数の予測値各々との誤差に基づいて情報データの復号を行うビタビ復号器とを有し、

前記予測値の各々は、前記読取サンプル系列中におけるゼロクロス時点に最も近い位置に存在するゼロクロスサンプルの値、及び前記ゼロクロスサンプルの前後に隣接するサンプル各々の値に夫々等しい値であることを特徴とする記録情報再生装置。

【請求項 2】 記録媒体に記録された情報データの再生を行う記録情報再生装置であって、前記記録媒体から記録情報の読み取りを行ってアナログの読取信号を得る情報読取手段と、前記読取信号をサンプリングしてデジタルの読取サンプル系列に変換する A/D 変換器と、前記読取サンプル系列と複数の予測値各々との誤差に基づいて情報データの復号を行うビタビ復号器と、前記読取サンプル系列中におけるゼロクロス時点に最も近い位置に存在するゼロクロスサンプル及び前記ゼロクロスサンプルの前後に隣接するサンプル各々を抽出し、これらを夫々前記予測値とする予測値生成手段とを有することを特徴とする記録情報再生装置。

【請求項 3】 記録媒体に記録された情報データの再生を行う記録情報再生装置であって、前記記録媒体から記録情報の読み取りを行ってアナログの読取信号を得る情報読取手段と、前記読取信号から誤差信号を減算して誤差補正読取信号を得る減算器と、前記誤差補正読取信号をサンプリングしてデジタルの読取サンプル系列に変換する A/D 変換器と、前記読取サンプル系列中におけるゼロクロス時点に最も近い位置に存在するゼロクロスサンプルを抽出し、このサンプル値に対応したレベルを有する信号を前記誤差信号として発生するレベル補正手段と、前記読取サンプル系列と複数の予測値各々との誤差に基づいて情報データの復号を行うビタビ復号器とを有し、前記予測値の各々は、ゼロレベル及び前記ゼロクロスサンプルの前後に隣接するサンプル各々の値に夫々等しい値であることを特徴とする記録情報再生装置。

【請求項 4】 前記記録媒体は光ディスクであり、前記情報データは RLL 変調符号化されて前記光ディスクに記録されていることを特徴とする請求項 1、2 及び 3 記載の記録情報再生装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、記録媒体に記録されている記録情報の再生を行う記録情報再生装置に関する。

【0002】

【背景技術】 記録媒体として光ディスクを用いた記録再生系では、その記録情報の高密度化、及び再生性能の向上を目的として、RLL (run length limited) 変調符号を採用する場合が多い。又、高密度記録媒体から、高い信頼性をもって情報再生を行える再生信号処理方式として、PRML (partial response maximum likelihood) 方式が研究、実用化されている。PRML 方式では、記録再生系の周波数特性をパーシャルレスポンス特性に等化して考え、記録媒体から読み取られた読取信号に対して最尤復号の一種であるビタビ復号を行うことにより、最も確からしいデータ系列を再生する。

【0003】 かかる PRML 方式では、記録再生系の種類に応じて、幾つかのパーシャルレスポンスモデルを想定する。例えば、光ディスク再生系では、 $(1+D)$ で表される PR (1, 1)、及び $(1+D)^2$ で表される PR (1, 2, 1)、更に、 $(1+D)^3$ で表される PR (1, 3, 3, 1) 等が用いられる。又、磁気記録再生系では、 $(1-D)(1+D)$ で表される PR 4、及び $(1-D)(1+D)^2$ で表される EPR 4、更に、 $(1-D)(1+D)^3$ で表される EEP 4 等が用いられる。

【0004】 この際、一般に、記録媒体の記録密度が高くなるほど、後の方のより次数の高いパーシャルレスポンスモデルを想定したビタビ復号器を用いる必要がある。ところが、高次のパーシャルレスポンスモデルを想定してビタビ復号器を構築しようとすると、その回路規模もかかる次数に応じて大になるという問題が発生する。

【0005】

【発明が解決しようとする課題】 そこで、本発明の目的は、小なる回路規模にて、高密度記録媒体から高い信頼性をもって情報再生を行える記録情報再生装置を提供することである。

【0006】

【課題を解決するための手段】 本発明による記録情報再生装置は、記録媒体に記録された情報データの再生を行う記録情報再生装置であって、前記記録媒体から記録情報の読み取りを行ってアナログの読取信号を得る情報読取手段と、前記読取信号をサンプリングしてデジタルの読取サンプル系列に変換する A/D 変換器と、前記読取サンプル系列と複数の予測値各々との誤差に基づいて情報データの復号を行うビタビ復号器とを有し、前記予測値の各々は、前記読取サンプル系列中におけるゼロクロス時点に最も近い位置に存在するゼロクロスサンプルの値、及び前記ゼロクロスサンプルの前後に隣接するサンプル各々の値に夫々等しい値であることを特徴とす

る。

【 0 0 0 7 】

【発明の実施の形態】図 1 は、本発明による記録情報再生装置の構成の一例を示す図である。尚、かかる図 1 に示される記録情報再生装置においては、記録媒体として DVD（デジタルビデオディスク）を対象としており、その情報記録時の RLL 変調方式として 8/16 変調を採用しているものとする。

【 0 0 0 8 】図 1 において、この記録情報再生装置にセットされた例えば DVD である記録ディスク 11 には、デジタル音声、デジタル映像、及びコンピュータデータの如き情報データが 8/16 変調されて記録されている。ピックアップ 12 は、かかる記録ディスク 11 から記録情報の読み取りを行って得られたアナログの読取信号を RF アンプ 13 に供給する。RF アンプ 13 は、かかる読取信号を所望に増幅して A/D 変換器 14 に供給する。

【 0 0 0 9 】A/D 変換器 14 は、後述するクロック発生回路 15 から供給されてくるサンプリングクロック信号に応じて上記読取信号をサンプリングして順次、デジタルの読取サンプル値に変換し、この読取サンプル値の系列からなる読取サンプル系列 p を得る。クロック発生回路 15 は、かかる読取サンプル系列 p に基づいて位相補正した所定周波数のクロック信号を発生し、これを上記サンプリングクロック信号として A/D 変換器 14 に供給する。

【 0 0 1 0 】予測値生成回路 16 は、まず、読取サンプル系列 p 中におけるゼロクロス時点に最も近い位置に存在するゼロクロスサンプル v、及びこのゼロクロスサンプルの前後に隣接する正極性のサンプル u 及び負極性のサンプル w 各々を抽出する。次に、これらゼロクロスサンプル v、正極性のサンプル u 及び負極性のサンプル w 各々の平均レベルを求めこれらを夫々予測値 y0、予測値 y+、及び予測値 y- としてビタビ復号器 17 に供給する。

【 0 0 1 1 】ビタビ復号器 17 は、上記読取サンプル系列 p と、予測値 y0、予測値 y+、及び予測値 y- 各々との二乗誤差を求め、この二乗誤差の累算値が最小となるようなデータ系列を最も確からしいデータ系列として復号し、これを RLL 復号器 18 に供給する。RLL 復号器 18 は、かかるデータ系列を RLL 復号したものを再生データとして出力する。

【 0 0 1 2 】図 2 は、上記予測値生成回路 16 の内部構成の一例を示す図である。又、図 3 は、かかる図 2 に示される予測値生成回路 16 の内部動作波形の一例を示す図である。図 2 において、D フリップフロップ 161 は、上述の如く、A/D 変換器 14 から供給されてくる読取サンプル系列 p を 1 サンプリングクロック分だけ遅延した遅延読取サンプル系列 q を D フリップフロップ 162、163 及び加算器 164 の各々に供給する。D フ

リップフロップ 163 は、かかる遅延読取サンプル系列 q を更に 1 サンプリングクロック分だけ遅延した遅延読取サンプル系列 q q をセレクタ 170 及び 171 の各々に供給する。

【 0 0 1 3 】加算器 164 は、上記読取サンプル系列 p と、遅延読取サンプル系列 q との加算を行うことにより、補間読取サンプル系列 r を求める。かかる補間読取サンプル系列 r の MSB (most significant bit) は、D フリップフロップ 165 及び排他的論理和回路 166 からなるゼロクロスタイミング検出回路に供給される。このゼロクロスタイミング検出回路は、かかる補間読取サンプル系列 r の MSB であるビット信号 s の信号論理値が「1」から「0」、あるいは、「0」から「1」へと推移したことを検出した場合、すなわち、補間読取サンプル系列 r の極性が変化した場合にゼロクロスタイミング信号 t を発生し、これを D フリップフロップ 167、168 及び 169 の各々に供給する。

【 0 0 1 4 】セレクタ 170 は、上記読取サンプル系列 p の MSB の信号論理値が「0」、すなわち、読取サンプル系列 p におけるサンプル値が正極性である場合には、かかる読取サンプル系列 p を D フリップフロップ 167 に供給する。一方、セレクタ 170 は、上記読取サンプル系列 p の MSB の信号論理値が「1」、すなわち、読取サンプル系列 p におけるサンプル値が負極性である場合には、遅延読取サンプル系列 q q を D フリップフロップ 167 に供給する。

【 0 0 1 5 】セレクタ 171 は、上記遅延読取サンプル系列 q q の MSB の信号論理値が「0」、すなわち、遅延読取サンプル系列 q q におけるサンプル値が正極性である場合には、読取サンプル系列 p を D フリップフロップ 169 に供給する。一方、セレクタ 171 は、上記遅延読取サンプル系列 q q の MSB の信号論理値が「1」、すなわち、遅延読取サンプル系列 q q におけるサンプル値が負極性である場合には、かかる遅延読取サンプル系列 q q を D フリップフロップ 169 に供給する。

【 0 0 1 6 】D フリップフロップ 167 は、ゼロクロスタイミング信号 t が供給された時のみ、セレクタ 170 から供給された読取サンプル系列（読取サンプル系列 p、又は遅延読取サンプル系列 q q のいずれか一方）を取り込み、これを正極性サンプル u として平均化回路 172 に供給する。平均化回路 172 は、例えば、IIR (infinite impulse response) デジタルフィルタ等から構成され、上記正極性サンプル u の平均値を求めてこれを予測値 y+ として出力する。D フリップフロップ 162 は、ゼロクロスタイミング信号 t が供給された時のみ、遅延読取サンプル系列 q を取り込み、これをゼロクロスサンプル v として平均化回路 173 に供給する。平均化回路 173 は、例えば、IIR デジタルフィルタ等から構成され、かかるゼロクロスサンプル v の平均値

を求めてこれを予測値 y_0 として出力する。Dフリップフロップ169は、ゼロクロスタイミング信号 t が供給された時のみ、セクタ171から供給された読取サンプル系列（読取サンプル系列 p 、又は遅延読取サンプル系列 q のいずれか一方）を取り込み、これを負極性サンプル w として平均化回路174に供給する。平均化回路174は、例えば、IIRデジタルフィルタ等から構成され、上記負極性サンプル w の平均値を求めてこれを予測値 y^- として出力する。

【0017】すなわち、読取サンプル系列 p からゼロクロスタイミングが検出された時、セクタ170及び171各々には、このゼロクロスタイミングよりも1サンプリングクロック前の読取サンプル値と、かかるゼロクロスタイミングよりも1サンプリングクロック後の読取サンプル値とが供給されている。このゼロクロスタイミングの前後に存在する読取サンプル値の極性は、互いに反転したものである。そこで、Dフリップフロップ167は、このゼロクロスタイミングの前後に存在する読取サンプル値の内、正極性のサンプル値を取り込みこれを正極性サンプル u としている。又、Dフリップフロップ169は、このゼロクロスタイミングの前後に存在する読取サンプル値の内、負極性のサンプル値を取り込みこれを負極性サンプル w としているのである。

【0018】図4は、ビタビ復号器17の内部構成を示す図である。図4に示されるが如く、ビタビ復号器17は、メトリック演算回路170及びバスメモリ180から構成されている。図5は、かかるメトリック演算回路170の内部構成を示す図である。図5において、減算器SB2は、上記読取サンプル系列 p から予測値 y^- を減算した値をDフリップフロップDC2に供給する。DフリップフロップDC2は、かかる減算器SB2から供給された値を上記サンプリングクロック毎に取り込みこれを2乗回路M2に供給する。尚、かかるDフリップフロップDC2は、この減算器SB2から供給された値のMSBが「1」、すなわち、減算器SB2から供給された値が負の値である場合には、その取り込んだ値をクリアして、「0」を2乗回路M2に供給する。

【0019】減算器SB3は、上記読取サンプル系列 p から予測値 y_0 を減算した値をDフリップフロップD1に供給する。DフリップフロップD1は、かかる減算器SB3から供給された値を上記サンプリングクロック毎に取り込みこれを2乗回路M3に供給する。減算器SB4は、上記読取サンプル系列 p から予測値 y^+ を減算した値をDフリップフロップDC1に供給する。DフリップフロップDC1は、かかる減算器SB4から供給された値を上記サンプリングクロック毎に取り込みこれを2乗回路M4に供給する。尚、かかるDフリップフロップDC1は、この減算器SB4から供給された値のMSBが「0」、すなわち、減算器SB4から供給された値が正の値である場合には、その取り込んだ値をクリアし

て、「0」を2乗回路M4に供給する。

【0020】2乗回路M2～M4の各々からは、夫々、（読取サンプル系列 p - 予測値 y^- ）²

（読取サンプル系列 p - 予測値 y_0 ）²

（読取サンプル系列 p - 予測値 y^+ ）²

なる2乗誤差値がDフリップフロップD2～D4の各々に供給される。

【0021】DフリップフロップD2～D4の各々は、上記サンプリングクロック毎にこれら2乗誤差値を取り込んで、これらをブランチメトリック値 $\lambda_2 \sim \lambda_4$ とする。加算器AD2は、ブランチメトリック値 λ_2 と、DフリップフロップD9から供給されたバスメトリック値 L_{100} とを加算して得られた加算値を選択回路S1に供給する。加算器AD3は、ブランチメトリック値 λ_2 と、DフリップフロップD6から供給されたバスメトリック値 L_{000} とを加算して得られた加算値を選択回路S1及びDフリップフロップD7の各々に供給する。比較器C1は、上記バスメトリック値 L_{100} とバスメトリック値 L_{000} との大小比較を行い、バスメトリック値 $L_{100} \geq$ バスメトリック値 L_{000} になるときに、パス選択信号SEL000を“0”とする一方、バスメトリック値 $L_{100} <$ バスメトリック値 L_{000} になるときに、SEL000を“1”とする。選択回路S1は、かかるパス選択信号SEL000が“0”である場合、すなわち、バスメトリック値 L_{100} がバスメトリック値 L_{000} 以上の値である場合には、加算器AD3の加算結果を選択してこれをDフリップフロップD6に供給する一方、パス選択信号SEL000が“1”である場合、すなわち、バスメトリック値 L_{100} がバスメトリック値 L_{000} よりも小なる値である場合には、加算器AD2の加算結果を選択してこれをDフリップフロップD6に供給する。DフリップフロップD6は、選択回路S1から供給された加算結果を、上記サンプリングクロック毎に取り込んで、これをバスメトリック値 L_{000} として加算器AD3、及び比較器C1に夫々帰還供給する。

【0022】DフリップフロップD7は、加算器AD3から供給された加算結果を、上記サンプリングクロック毎に取り込んで、これをバスメトリック値 L_{001} として加算器AD4に帰還供給する。加算器AD4は、ブランチメトリック値 λ_3 と、DフリップフロップD7から供給されたバスメトリック値 L_{001} とを加算して得られた加算結果をDフリップフロップD8に供給する。DフリップフロップD8は、加算器AD4から供給された加算結果を、上記サンプリングクロック毎に取り込んで、これをバスメトリック値 L_{011} として加算器AD7及び比較器C2の各々に帰還供給する。加算器AD5は、ブランチメトリック値 λ_3 と、DフリップフロップD10から供給されたバスメトリック値 L_{110} とを加算して得られた加算結果をDフリップフロップD9に供

給する。DフリップフロップD9は、加算器AD5から供給された加算結果を、上記サンプリングクロック毎に取り込んで、これをバスメトリック値L100として加算器AD2及び比較器C1の各々に帰還供給する。加算器AD6は、ブランチメトリック値入4と、後述するDフリップフロップD11から供給されたバスメトリック値L111とを加算して得られた加算結果をDフリップフロップD10、及び選択回路S2に供給する。DフリップフロップD10は、加算器AD6から供給された加算結果を、上記サンプリングクロック毎に取り込んで、これをバスメトリック値L110として加算器AD5に帰還供給する。

【0023】加算器AD7は、ブランチメトリック値入4と、DフリップフロップD8から供給されたバスメトリック値L011とを加算して得られた加算結果を選択回路S2に供給する。比較器C2は、バスメトリック値L111とバスメトリック値L011との大小比較を行い、バスメトリック値L111 \geq バスメトリック値L011なるときに、バス選択信号SEL111を“0”とする一方、バスメトリック値L111<バスメトリック値L011なるときに、SEL111を“1”とする。選択回路S2は、かかるバス選択信号SEL111が“0”である場合、すなわち、バスメトリック値L111がバスメトリック値L011以上の値である場合には、加算器AD7の加算結果を選択してこれをDフリップフロップD11に供給する一方、バス選択信号SEL111が“1”である場合、すなわち、バスメトリック値L111がバスメトリック値L011よりも小なる値である場合には、加算器AD6の加算結果を選択してこれをDフリップフロップD11に供給する。DフリップフロップD11は、選択回路S2から供給された加算結果を、上記サンプリングクロック毎に取り込んで、これをバスメトリック値L111として加算器AD6及び比較器C2に夫々帰還供給する。

【0024】図6は、バスメモリ180の内部構成の一例を示す図である。バスメモリ180は、バス選択信号SEL000及びバス選択信号SEL111各々の値に応じて、論理値「1」又は論理値「0」のデータ系列を更新しつつこれを復号データ系列として出力する。図5に示される選択回路S10～S17の各々は、供給されるバス選択信号SEL000及びバス選択信号SEL111の論理値が「0」のときは、図中の下方入力端P0から供給された信号の論理値を次段のDフリップフロップに中継出力する一方、バス選択信号SEL000及びバス選択信号SEL111の論理値が「1」のときは、図中の上方入力端P1から供給された信号の論理値を次段のDフリップフロップD10、D15、D20、D25、D30、D35、D40及びD45に中継出力する。DフリップフロップD10～D15、D20～D25、D30～D35、及びD40～D45の各々は、供

給されてくる信号の論理値を、上記サンプリングクロック毎に取り込みこれを次段に中継出力する。多数決回路40は、DフリップフロップD40～D45各々から供給されてくる信号の論理値「0」又は「1」の中で、多い方の論理値を選択してこれを復号データとして出力する。

【0025】尚、図6においては、回路段数を4段とした場合の例を示しているが、実際には、10段から100段程度で構成される。以上の如く、本発明による記録情報再生装置においては、ビタビ復号器17において用いる予測値の各々を、読取サンプル系列p中におけるゼロクロス時点に最も近い位置に存在するゼロクロスサンプルの値、及びゼロクロスサンプルの前後に隣接するサンプル各々の値に夫々等しい値に設定する構成としたのである。

【0026】すなわち、情報データをRL変調符号化してCD、あるいはDVDの如き光ディスクに記録する際には、ビットエッジ記録と呼ばれる記録方式を採用する。これは、記録パルスと等しい長さのビット及びランドを光ディスク上に形成するものであり、かかるビット両端のエッジ部が記録情報を担うものとなる。この光ディスクから記録情報の再生を行う際には、かかるビット両端のエッジ部に対応する読取信号のゼロクロス点に基づいて記録情報の再生を行う。従って、かかる読取信号をA/D変換して得られた読取サンプル系列を用いるビタビ復号においても、ゼロクロス時点及びそのゼロクロス時点の前後に存在する読取サンプルが、記録情報の大部分を担っていると考えられる。一方、ビット及びランドの中央部に対応する、ゼロクロス時点から離れた時点での読取信号は、アシンメトリと呼ばれるビット長の伸縮に起因して、上下非対称となることがある。つまり、ゼロクロス時点から離れた位置での読取信号に対応した読取サンプルは、そのデータとしての信頼性が低く、それ故に、ビタビ復号では、かかる読取サンプルからでは、正確に復号するのが困難となる。

【0027】そこで、本発明においては、データとして信頼性の高いゼロクロス時点の読取サンプル及びその前後に存在する読取サンプルのみを重視してビタビ復号を行う。図4に示されるメトリック演算回路170においては、ゼロクロス時点から離れた時点に存在する、絶対値の大なる読取サンプルが供給されてきた場合には、この際の二乗誤差値を強制的に「0」にすることにより、ビタビ復号の性能劣化を防止している。かかる動作は、上述した如きDフリップフロップDC1及びDC2のクリア動作にて実現している。

【0028】従って、本発明によれば、ビタビ復号を実施する際に必要となる予測値は、予測値y₋、予測値y₀、及び予測値y₊の3つで事足りるので、図5のメトリック演算回路、図6のバスメモリともに、より小さい回路規模で済む。従って、復号性能を劣化させることな

く、小なる回路規模にて、高密度記録媒体から高い信頼性をもって情報再生を行えるようになるのである。

【0029】尚、上記実施例においては、3つの予測値 y^- 、予測値 y_0 、及び予測値 y^+ 各々を、予測値生成回路 16 にて逐次、読取サンプル系列 p から求めるようにしている。しかしながら、これら3つの予測値を予め実験によって求めておき、これらを図 7 に示されるが如く、CPU (中央処理装置) 20 にてビタビ復号器 17 に供給する構成としても良い。

【0030】例えば、単層構造のDVD、2層構造のDVD、追記型DVD、書き換え可能なDVD、更にCDの如き光ディスクのいずれからでも記録情報の再生が可能な記録情報再生装置においては、これら各ディスク毎に最適な3つの予測値 y^- 、予測値 y_0 、及び予測値 y^+ 各々を記憶しておき、再生対象となるディスクの判別結果に応じた予測値 y^- 、予測値 y_0 、及び予測値 y^+ をビタビ復号器 17 に供給するのである。

【0031】図 8 は、本発明の他の実施例による記録情報再生装置の構成を示す図である。図 8 において、ピックアップ 12 は、記録ディスク 11 から記録情報の読み取りを行って得られたアナログの読取信号を RF アンプ 13 に供給する。RF アンプ 13 は、かかる読取信号を所望に増幅したものを減算器 21 に供給する。減算器 21 は、RF アンプ 13 から供給された読取信号から、後述する誤差信号 e を減算した誤差補正読取信号を A/D 変換器 14 に供給する。A/D 変換器 14 は、後述するクロック発生回路 15 から供給されてくるサンプリングクロック信号に応じて上記誤差補正読取信号をサンプリングして順次、デジタルの読取サンプル値に変換し、この読取サンプル値の系列からなる読取サンプル系列 p を得る。クロック発生回路 15 は、かかる読取サンプル系列 p に基づいて位相補正した所定周波数のクロック信号を発生し、これを上記サンプリングクロック信号として A/D 変換器 14 に供給する。レベル補正回路 22 は、読取サンプル系列 p 中から、ゼロクロス時点に最も近い位置に存在するゼロクロスサンプルを抽出し、このサンプル値に対応したレベルを有する誤差信号 e を発生してこれを減算器 21 に帰還供給する。

【0032】かかる減算器 21 及びレベル補正回路 22 の動作により、A/D 変換器 14 から出力される読取サンプル系列 p 中のゼロクロスサンプルの値は、実際に 0 レベルとなる。予測値生成回路 16 は、読取サンプル系列 p 中から、ゼロクロスサンプルの前後に存在する正極性のサンプル u 及び負極性のサンプル w 各々を抽出し、これら正極性のサンプル u 及び負極性のサンプル w 各々の平均レベルを夫々予測値 y^+ 、及び予測値 y^- としてビタビ復号器 17 に供給する。ビタビ復号器 17 は、更に、固定値の 0 が予測値の 1 つとして供給される。

【0033】すなわち、かかる図 8 に示される構成にお

いては、上記減算器 21 及びレベル補正回路 22 の動作により、読取サンプル系列 p 中のゼロクロスサンプルの値は、必ず 0 レベルとなるので、予測値 y_0 としては、固定値の 0 レベルをそのまま用いれば良いのである。かかる構成によれば、図 2 及び図 5 に示される予測値 y_0 に関する回路部を省略することが出来る。

【0034】又、光ディスク再生系の周波数特性は高域減衰特性であるから、RL 変調符号を用いて記録した場合の読取信号波形においては、最短ランレングス波形の振幅が最小となる。よって、光ディスクに記録されている RL 変調符号化信号を読み取る場合には、この最短ランレングス波形が読み取りエラーを起こす確率が高い。

【0035】そこで、上記予測値生成回路 16 による予測値 y^+ 、及び予測値 y^- の検出においては、ゼロクロス時点の前後の正負サンプルを全て検出するのではなく、ランレングスが最短である場合にのみ検出する構成としても良い。そして、この最短ランレングス波形に対応した予測値を設定することにより、ビタビ復号回路 17 の復号エラーを更に低減させることが可能となる。

【0036】又、上記予測値生成回路 16 による予測値 y^+ 、及び予測値 y^- の検出においては、最短ランレングス波形の振幅が最小となる性質を利用して、ゼロクロス時点の前後のサンプル値の最小値を検出するようにしても良い。更に、かかる予測値生成回路 16 による予測値 y^+ 、及び予測値 y^- の検出においては、予測値 y^+ 、及び予測値 y^- が正負対称であると近似して、サンプル値の絶対値を検出するようにしても良い。この際、検出された絶対値を正極性としたものを予測値 y^+ とし、負極性としたものを予測値 y^- とするのである。

【0037】又、上記実施例においては、予測値が 3 つの場合について述べたが、これに限定されるものではない。例えば、予測値を 4 つの如き偶数個としても構わない。この際、A/D 変換器 14 におけるサンプリングクロックは、ゼロクロス時点と逆位相とし、ゼロクロス時点の前後各 2 クロックの計 4 サンプルを予測値とする。

【0038】又、上記 RL 変調符号は、8/16 変調符号化に限定されるものではなく、例えば、(1, 7) RL 変調符号、(2, 7) RL 変調符号、及び EFM (eight to fourteen modulation) 符号等、種々の転用が可能である。又、予測値の個数、変調符号の種類に応じてビタビ復号回路の構成は種々に改変可能である。

【0039】

【発明の効果】上記したことから明らかなように、本発明による記録情報再生装置によれば、その復号性能を劣化させることなくビタビ復号器の回路規模を小にすることが出来る。よって、小なる回路規模の再生装置にて、RL 変調符号化して高密度記録された記録媒体から信頼性の高い情報再生が行えるようになるのである。

【図面の簡単な説明】

【図 1】本発明による記録情報再生装置の構成の一例を示す図である。

【図 2】予測値生成回路 16 の内部構成を示す図である。

【図 3】予測値生成回路 16 の内部動作波形を示す図である。

【図 4】ビタビ復号器 17 の構成を示す図である。

【図 5】メトリック演算回路 170 の内部構成を示す図である。

【図 6】バスメモリ 180 の内部構成の一例を示す図である。

【図 7】本発明の他の実施例による記録情報再生装置の構成を示す図である。

【図 8】本発明の他の実施例による記録情報再生装置の構成を示す図である。

【主要部分の符号の説明】

14 A/D変換器

16 予測値生成回路

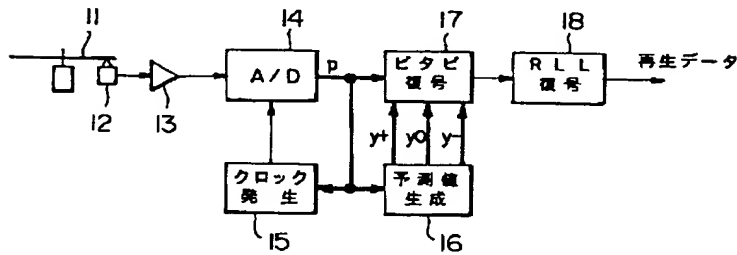
17 ビタビ復号器

21 減算器

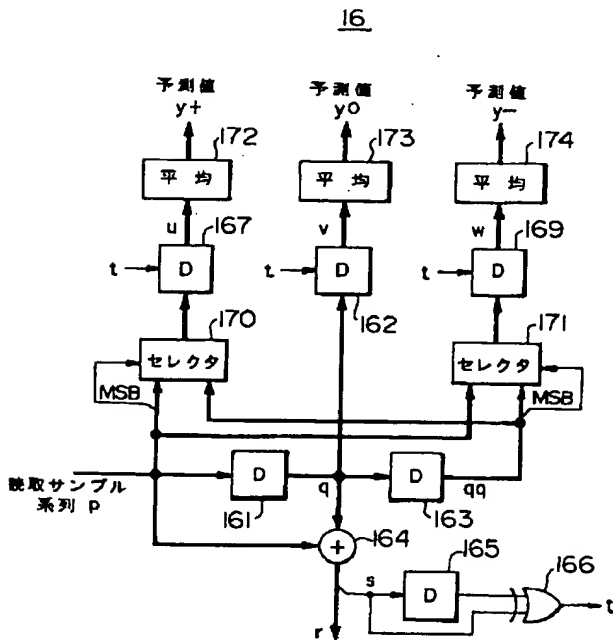
22 レベル補正回路

170 メトリック演算回路

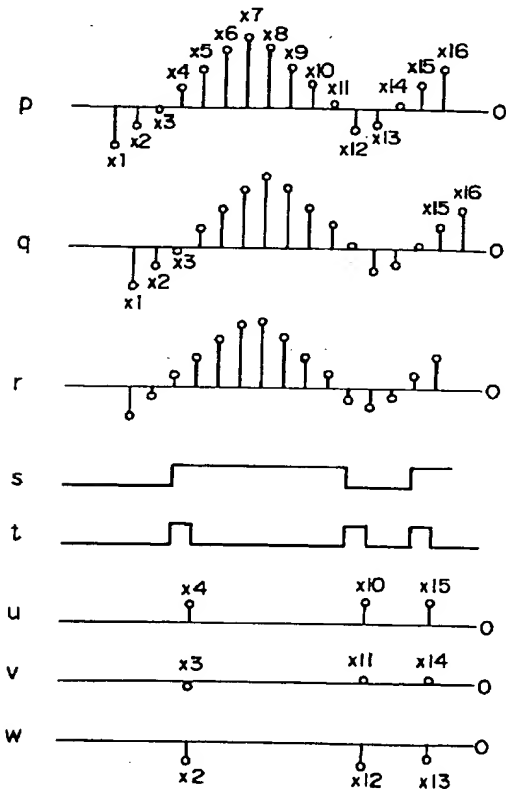
【図 1】



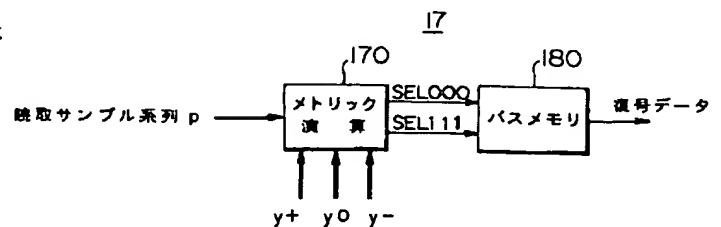
【図 2】



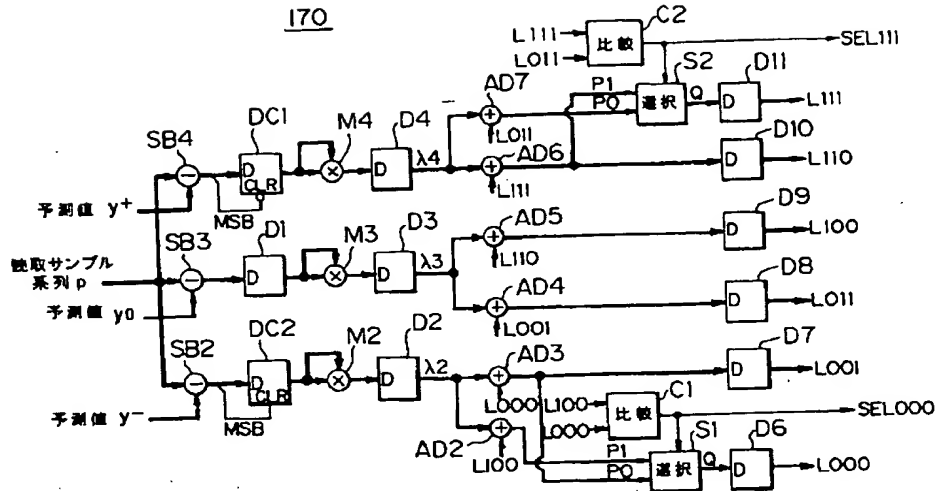
【図 3】



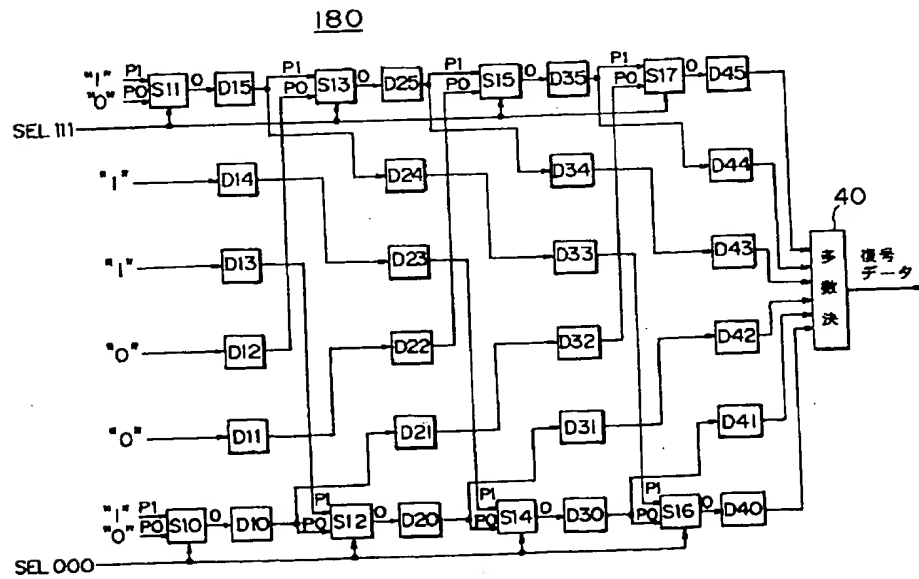
【図 4】



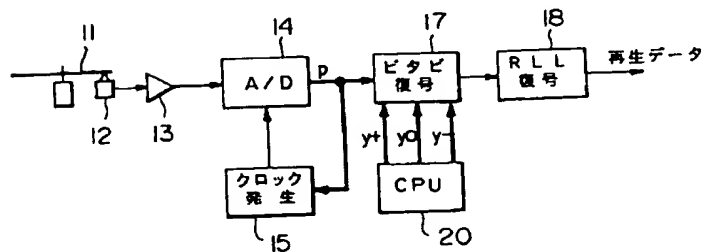
【図 5】



【図 6】



【図 7】



【図 8】

